

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-338648

(43)Date of publication of application : 28.11.2003

(51)Int.Cl.

H01S 3/097

H02M 9/04

H03K 3/53

(21)Application number : 2002-144152

(71)Applicant : MEIDENSHA CORP

(22)Date of filing : 20.05.2002

(72)Inventor : KATAOKA YASUO

KOGANEZAWA TAKEHISA

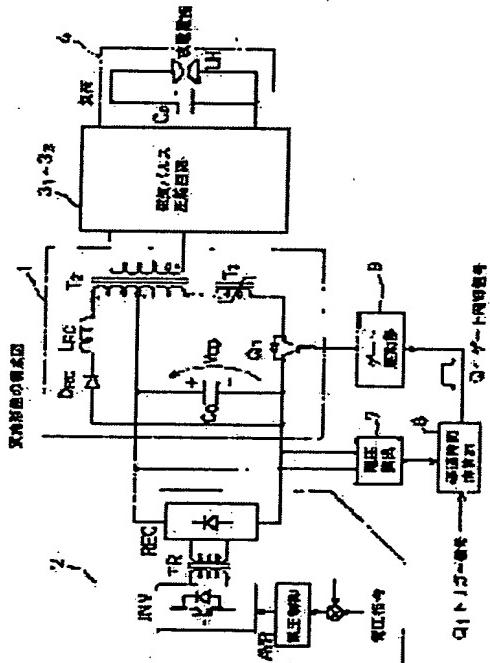
OSADA TOSHIHIRO

(54) PULSE POWER UNIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make the conduct time control of a switch Q1 reliable and easy in a unit where a pulse generation circuit 1 has a tertiary winding provided at a pulse transformer T2, and reflection energy from a loading side is charged in the initial charging direction by an oscillating current through a capacitor C0 from the tertiary winding with the semiconductor switch Q1 off-controlled after the generation of a pulse current.

SOLUTION: A voltage detection circuit 7 detects a voltage VC0 of a capacitor. A conduct time operator 8 calculates a conduct time from timing to on- control a switch Q1 by a trigger signal. In this calculation, the lower limit (t_1+t_2) is specified by adding t_1 which shows the time until the saturation of a saturable reactor T1 with the voltage VC0 as a parameter, and a time t_2 which shows the time until the capacitor completes discharge under the saturation. The upper limit ($t_1+t_2+t_3$) is the sum of the lower limit time and a time t_3 which shows the time from the completion of the discharge of the capacitor until the return of reflection energy. This pulse power unit includes that the unit uses a current command value or the like of a charger 2 instead of voltage detection.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 17.11.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

*** NOTICES ***

JPO and NCIPPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] With a battery charger, charge a capacitor to a predetermined electrical potential difference, and series connection of a solid state switch, a pulse transformer, and the saturable reactor is carried out to this capacitor. ON control of this solid state switch, and the pulse generating circuit which generates pulse current in saturation actuation of this saturable reactor, It has the magnetic-pulse compression circuit which carries out magnetic-pulse compression of the pulse current acquired to secondary [of said pulse transformer], and is supplied to a load. Said pulse generating circuit is in the condition which formed the 3rd coil in said pulse transformer, and carried out off control of said solid state switch after generating of pulse current. In the pulse power unit equipped with the circuit which charges this capacitor in the initial charge direction by the oscillating current which let said capacitor pass for the reflective energy from said load side from this 3rd coil The time amount t1 from the timing which carried out ON control of said solid state switch to saturation actuation of said saturable reactor which asks for the initial charge electrical potential difference of said capacitor as a parameter, Time amount (t1+t2) adding the time amount t2 until said capacitor carries out the completion of discharge actuation in saturation actuation of this saturable reactor is made into a minimum. The flow time amount which makes an upper limit time amount (t1+t2+t3) which added the time amount t3 until said reflective energy returns from the completion of discharge actuation of this capacitor to said minimum time amount is found. The pulse power unit characterized by establishing a flow time amount operation means by which only this flow time amount carries out ON control of said solid state switch.

[Claim 2] Said flow time amount operation means is a pulse power unit according to claim 1 characterized by obtaining from the electrical-potential-difference command value or its electrical-potential-difference detector of the electrical-potential-difference detector which detects the electrical potential difference of said capacitor, or said battery charger which charges this capacitor the first stage, and finding said time amount t1.

[Translation done.]

*** NOTICES ***

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]**[0001]**

[Field of the Invention] This invention combines the pulse generating circuit and magnetic-pulse compression circuit which used the solid state switch for power, and relates to the pulse power unit which generates a narrow-width high current pulse, especially relates to the flow control system of the solid state switch for processing of the reflective energy from a load side.

[0002]

[Description of the Prior Art] First, the pulse power unit which drives excimer laser etc. supplies a current pulse to loads, such as a laser electrode, from a capacitor by making a control switch ignite by trigger command, after charging an electric power condenser to a predetermined electrical potential difference with a battery charger. Instead of the conventional thyratron, power semiconductor devices, such as GTO and IGBT, are used for a control switch in many cases. The reason is because there is a problem that generating of a misfire with the short life at the time of high repeat operation and the heat rise of a filament take time amount, and instant starting cannot be performed in a thyratron.

[0003] On the other hand, since withstand voltage and single [about] figure pulse current energization capacity are inferior compared with a thyratron with a component simple substance in the case of a power semiconductor device, it is usually using together the pressure up by the pulse transformer, and the magnetic-pulse compression using a magnetic switch, and the deficiency in performance of a component is compensated in many cases.

[0004] Drawing 3 shows the example. a pulse generating circuit 1 -- the first rank -- the capacitor C0 is charged with the battery charger 2 the first stage, and pulse current is supplied to a pulse transformer T2 from a capacitor C0 by ON control of a solid state switch Q1.

[0005] A saturable reactor T1 mitigates the duty of a solid state switch Q1. That is, switching loss will occur on a switch Q1, and a solid state switch Q1 will cause the temperature rise and thermal runaway, if there is response delay after a trigger signal is impressed until it turns on completely and a current flows on a switch Q1 through a pulse transformer T2 in the meantime from a capacitor C0. Then, a saturable reactor T1 presents a high inductance only for time amount until a switch Q1 turns on completely, the switching current is prevented, and it is made for a current to flow on a switch Q1 in a reactor T1 being saturated after that (low inductance). The magnetic switch operating time of this reactor T1 is decided by the magnitude of an electrical potential difference and the product (electrical-potential-difference time amount product) of time amount which are impressed, and is designed in consideration of the switching operation engine performance of a switch Q1, and the initial charge electrical potential difference of a capacitor C0.

[0006] Next, cascade connection of three steps of magnetic-pulse compression circuits 31-33 is carried out to secondary [of a pulse transformer T2], and when high-pressure charge of the capacitor C1 is carried out by the pulse current which carried out the pressure up with the pulse transformer PT and saturable-reactor T3 carries out magnetic switching according to that electrical-potential-difference time amount product on the charge electrical potential difference of this capacitor C1; the narrow-width pulse

current which carried out magnetic-pulse compression is supplied to the magnetic-pulse compression circuit 32 of the next step in the magnetic-pulse compression circuit 31 of the first rank. Similarly, high-pressure charge of capacitors C2 and C3, and saturable-reactor T four and magnetic switching of T5 perform magnetic-pulse compression of pulse width in the magnetic-pulse compression circuits 32 and 33.

[0007] The pulse output of the magnetic-pulse compression circuit 33 obtains discharge from Capacitor CP to a discharge electrode (laser electrode) LH, when the pulse current of narrow-width and the high voltage is supplied to the loads 4, such as a chamber of a laser head, and the peaking capacitor CP is charged to a fixed voltage level.

[0008] In addition, the magnetic reset with which a saturable reactor T1, T3, T four, and T5 make it saturated in the magnetization direction reverse after magnetic switching is made.

[0009] As mentioned above, a pulse power unit is transformed into the energy of the electrical potential difference which uses together the booster circuit by the pulse transformer T2, and the pulse compression circuit by the magnetic switch, and laser needs, and pulse width, and is poured into the laser electrode.

[0010] Here, the energy poured into the load 4 is not consumed 100%, it reflects and a part of energy returns to a power-source side. Although this reflective energy carries out sequential retrogression with capacitor C3 ->C2 ->C1 ->C0, the polarity of the electrical potential difference of each NDENSA turns into an opposite polarity, when supplying energy to a load. So, in order to make the energy which has finally returned to the capacitor C0 revive as a part of next pulse energy, the circuit which reverses the electrical potential difference of the capacitor C0 charged by reversed polarity with reflective energy is needed.

[0011] This circuit consists of Diodes DF, Reactors LF, and the solid state switches QF in drawing 3. Reactor LF generates the resonance oscillating current between them in charge of a capacitor C0, and Diode DF prevents re-reversal when a capacitor C0 carries out electrical-potential-difference reversal by the oscillating current of a half period. At the time of reversal actuation of a capacitor C0, off control of the solid state switch QF is carried out, it prevents that a reversal current flows through the rectifying device formed in the outgoing end of a battery charger 2 from a capacitor C0, and protects a rectifying device from an overcurrent. In addition, although a current-limiting reactor may be formed instead of a solid state switch QF, in order that an inductor wardrobe may enter the charging current loop formation from a battery charger 2 to a capacitor C0 in this case, the problem that charge electrical-potential-difference precision deteriorates arises.

[0012] Drawing 4 shows other conventional circuits. In this drawing, form the 3rd coil in the pulse transformer T2 for pressure ups, and a series connection circuit is formed in a capacitor C0 through Diode DRC and Reactor LRC at this. When the solid state switch Q1 is turned OFF after pulse current supplying a capacitor C1 from a capacitor C0, and reversal energy returns to a capacitor C1 after that The 3rd coil -> by passing the oscillating current by the loop formation of the capacitor C0 -> diode DRC-> reactor LRC, a capacitor C0 is charged by the time of the initial charge, and like-pole nature (for example, Japanese Patent Application No. No. 205567 [11 to]).

[0013] From the control switch with which this method is equivalent to the solid state switch QF of drawing 3 becoming unnecessary, and moreover not being charged by reversed polarity, required withstand voltage falls and a capacitor C0 has big effectiveness in small, lightweight-izing, and cost reduction.

[0014]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] As mentioned above, having un-arranged [following], although mode of processing of the reflective energy of drawing 4 made the solid state switch QF unnecessary and was excellent in small, lightweight-izing, and cost reduction of a capacitor C0 compared with it of the method of drawing 3 .

[0015] In order to return the reflective energy from a load to a capacitor C0 by like-pole nature, the solid state switch Q1 must be made into the OFF state before the energy migration to capacitor C1 ->C0. For this reason, as a switch Q1, make it turn on at the time of pulse generating, and the energy of a capacitor

C0 is poured into a discharge electrode LH through C1 ->C2 ->C3 ->CP. then, a turn-off will be carried out, by the time the energy which was not consumed reflects from a load and the shift (***** is the reverse sense) to CP->C3 ->C2 ->C1 finishes -- **** -- the time amount -- at most -- several -- it is the range of microsecond second -20 microsecond, and a delicate gate control is needed.

[0016] In an actual circuit, with a switch Q1, since there is a time delay for 1 - 3 microseconds after inputting an off signal into the gate until it will be in non-switch-on, if the energy of a capacitor C0 finishes shifting to C1, it is necessary to input an off instruction into the gate in an instant, and positive off timing control becomes difficult.

[0017] Moreover, in the pulse generating circuit 1 shown in drawing 3 and drawing 4, the saturable reactor T1 for reducing the switching loss of a switch Q1 is formed. In the case of the high pulse power source of several kHz order operated repeatedly, this reactor T1 is an indispensable existence in an actual power semiconductor device the above in which ideal switching called the switching time 0 is impossible, and, as for a reactor T1, the time amount by which that iron core changes with the size of the charge electrical potential difference of a capacitor C0 from being un-saturated to saturation changes. Then, even if the timing as which the ON signal was inputted into the gate of a switch Q1 is known, the timing [begin] to which the kinetic wave to capacitor C0 ->C1 flows, as a result the timing at the time of termination cannot be held, either.

[0018] On the other hand, since it is uniquely decided from the resonant period of the serial compound electrostatic capacity of capacitors C0 and C1, the reactor T1 at the time of iron core saturation, and the synthetic floated inductance of wiring, the persistence time of a kinetic wave also becomes fixed and the persistence time of a kinetic wave can be grasped in advance, if the structure of a circuit constant, wiring, etc. is fixed.

[0019] In order to grasp the timing at the time of the kinetic wave termination to capacitor C0 ->C1 from the above thing and to input an off signal, the timing [begin] to which the iron core of a reactor T1 is saturated and the kinetic wave to capacitor C0 ->C1 flows should just be known.

[0020] Therefore, as shown in (a) of drawing 5, CT (current transformer) is prepared in a capacitor C0. The timing [begin] to which the kinetic wave to capacitor C0 ->C1 flows from this detection current in the discharge-starting timing detector 5 is detected. The time amount from the timing of Q1 trigger signal to discharge-starting timing is detected, this time amount is asked for the flow time amount of Q1 in consideration of the persistence time of the kinetic wave by the side of a load, and it is possible to generate the gate control signal of a switch Q1 in this flow time amount with the flow time amount operation part 6. However, the peak value of the kinetic wave to capacitor C0 ->C1 becomes several kA order in many cases, large-sized CT is needed, and the installation tooth space of appropriate magnitude is needed.

[0021] So, as shown in (b) of drawing 5, auxiliary capacitor C0' of small capacity is prepared in a capacitor C0 and juxtaposition, and it is possible [it] by detecting the discharge current by small CT to hold the timing [begin] to which the kinetic wave to capacitor C0 ->C1 flows with actual equipment. In addition, Rdmp is damping resistance for oscillating-current control which flows between a capacitor C0 and C0'.

[0022] However, for the timing detection of beginning to which the kinetic wave to capacitor C0 ->C1 flows anyway, about excessive passive circuit elements, the addition was required and had become a tooth space and the cause of cost quantity.

[0023] The purpose of this invention is to offer the pulse power unit which made flow time control of the solid state switch for triggers of a pulse generating circuit certainly and easy.

[0024]

[Means for Solving the Problem] This invention is replaced with finding the flow time amount of a switch Q1 by detecting discharge actuation of a capacitor C0, in order to solve the aforementioned technical problem. The saturation operating time of the saturable reactor T1 after a switch Q1 carries out ON actuation by trigger command is decided by the electrical-potential-difference time amount product, It notes that the charging time value of a capacitor C0 becomes about 1 law by LC circuit constant, and that time amount until the reflective energy from a load side returns is mostly decided by circuitry. The

saturation operating time of a saturable reactor is found by making the charge electrical potential difference of a capacitor C0 into a parameter. It is what was made to make within the limits which makes a minimum time amount which added the charging time value of a capacitor to this, and makes an upper limit time amount adding time amount until reflective energy returns to this flow time amount, and is characterized by the following configurations.

[0025] (1) With a battery charger, charge a capacitor to a predetermined electrical potential difference, and carry out series connection of a solid state switch, a pulse transformer, and the saturable reactor to this capacitor. ON control of this solid state switch, and the pulse generating circuit which generates pulse current in saturation actuation of this saturable reactor, It has the magnetic-pulse compression circuit which carries out magnetic-pulse compression of the pulse current acquired to secondary [of said pulse transformer], and is supplied to a load. Said pulse generating circuit is in the condition which formed the 3rd coil in said pulse transformer, and carried out off control of said solid state switch after generating of pulse current. In the pulse power unit equipped with the circuit which charges this capacitor in the initial charge direction by the oscillating current which let said capacitor pass for the reflective energy from said load side from this 3rd coil The time amount t1 from the timing which carried out ON control of said solid state switch to saturation actuation of said saturable reactor which asks for the initial charge electrical potential difference of said capacitor as a parameter, Time amount (t1+t2) adding the time amount t2 until said capacitor carries out the completion of discharge actuation in saturation actuation of this saturable reactor is made into a minimum. The flow time amount which makes an upper limit time amount (t1+t2+t3) which added the time amount t3 until said reflective energy returns from the completion of discharge actuation of this capacitor to said minimum time amount is found, and it is characterized by establishing a flow time amount operation means by which only this flow time amount carries out ON control of said solid state switch.

[0026] Moreover, said flow time amount operation means is characterized by obtaining from the electrical-potential-difference command value or its electrical-potential-difference detector of the electrical-potential-difference detector which detects the electrical potential difference of said capacitor, or said battery charger which charges this capacitor the first stage, and finding said time amount t1.

[0027]

[Embodiment of the Invention] Drawing 1 is the equipment configuration Fig. showing the operation gestalt of this invention, and a flow time amount computing type differs from the configuration of conventional drawing 4.

[0028] A battery charger 2 charges a capacitor C0 with the high voltage direct current output obtained to a rectifier circuit REC by the single phase inverter INV operated / suspended with the period of pulse generating, the transformer TR which carries out the pressure up of this output, and the rectifier circuit REC which carries out full wave rectification of this output. The charge electrical-potential-difference value at this time is controlled by the armature-voltage control amplifier AVR which compares an electrical-potential-difference command with an output detection electrical potential difference.

[0029] The electrical-potential-difference detector 7 detects the electrical potential difference of a capacitor C0. Although it realizes with the configuration which prepared for example, the partial pressure resistance circuit, and the configuration which formed the capacitor for raising detection responsibility at juxtaposition in partial pressure resistance further, respectively, this electrical-potential-difference detector 7 is the thing of small and low cost very much compared with the current detection by the conventional current transformer (CT) also in which configuration, and is realized.

[0030] A gate-on control signal is generated with the trigger signal of a switch Q1, the flow time amount operation part 8 finds the flow time amount from this timing by the operation, and when flow time amount is reached, it generates a gate off control signal. As for the gate mechanical component 9, only the period from the gate-on control signal from the flow time amount operation part 8 to a gate off control signal carries out ON control of the switch Q1.

[0031] The pulse generating actuation which is mainly concerned with the operation of this flow time amount operation part 8 is explained below with reference to drawing 2 at a detail.

[0032] A capacitor C0 is charged by operation of a battery charger 2 the first stage, and the electrical

potential difference VC 0 is changed according to the amount of energy which a load (laser electrode) 4 needs. After the charge electrical potential difference of a capacitor C0 is charged to the set point, a trigger signal is given in order to make a switch Q1 turn on. this trigger signal -- operation/halt control of a battery charger 2, modification of an electrical-potential-difference command value, reset of a saturable reactor, etc. -- mutual -- relation -- the price -- **** -- sequence control -- it is carried out. [0033] By the trigger signal of a switch Q1, ON control of the switch Q1 is carried out. A saturable reactor T1 carries out saturation actuation through time amount t1 from this ON control timing. This time amount t1 is decided by the value of the charge electrical potential difference VC 0 of the electrical-potential-difference time amount product and capacitor C0 which a saturable reactor T1 has as mentioned above, becomes the relation of a degree type, and is in inverse proportion to an electrical potential difference VC 0.

[0034]

[Equation 1] $t1 = \text{electrical-potential-difference time amount product} / VC0$ -- (1)

Next, a saturable reactor T1 becomes a low inductance in the saturation actuation, and starts discharge actuation (pulse generating) of Current IC from a capacitor C0. The charging time value t2 of the capacitor C0 at this time becomes fixed 1/2 period of the resonance frequency decided from the sum total inductance L of the juxtaposition electrostatic capacity C of capacitors C0 and C1, the saturation inductance of a saturable reactor T1, and stray inductances, such as wiring, as shown in the following type.

[0035]

[Equation 2] $t2 = \pi (LC) 1/2$ -- (2)

Next, it is consumed as spark discharge energy with the laser electrode LH with which the pulse generated in the pulse generating circuit 1 serves as a load 4 through the magnetic-pulse compression circuits 31-33, and the residual energy returns to a pulse generating circuit 1 as reflective energy through the magnetic-pulse compression circuits 31-33. Although the time amount t3 at this time is time amount until reflective energy returns from the completion of discharge of a capacitor C0 and it is decided from the parameter (T5 saturable-reactor T3, T four, each current time amount product) and service condition (the peak voltage value and reflector voltage peak value from a load of an output pulse) in connection with an equipment design, the service condition (at the time [An output and reflection] of the maximum on a specification) which serves as the shortest time amount here determines. Moreover, reflective energy charges a capacitor C0 in the initial charge direction by current IC' through the 3rd coil as usual.

[0036] Off control of a series of actuation to the above to the switch Q1 should just be between the time amount t3 until reflective current IC' begins to flow to the 3rd coil of a pulse transformer T2 after the completion of discharge of a capacitor C0.

[0037] Then, it asks for within the limits which the flow time amount operation part 8 makes a minimum time amount adding time amount t1 and t2 from the timing to which the trigger signal was given, and makes an upper limit time amount which added time amount t3 to this as flow time amount of a switch Q1. Among these, time amount t1 is found from the aforementioned (1) formula by making into a parameter the electrical potential difference VC 0 detected in the electrical-potential-difference detector 7, and time amount t2 is found by the aforementioned (2) formula from circuit constants L and C. Moreover, time amount t3 is measurable beforehand from circuitry.

[0038] Therefore, the flow time amount operation part 8 asks for the result of an operation of $t1 + t2 + t3/2$ as flow time amount based on the above-mentioned time amount t1, t2, and t3. In addition, it is desirable to ask this flow time amount in consideration of the turn-off time of a switch Q1, the response time of the gate mechanical component 9, etc.

[0039] Although the case where the electrical-potential-difference detector 7 of a capacitor C0 is formed is shown with the above operation gestalt in order to find time amount t1, the electrical-potential-difference detector 7 is ommissible by replacing with this and using the electrical-potential-difference command value of a battery charger 2, and the output voltage detection value of Inverter INV.

[0040]

[Effect of the Invention] According to this invention the above passage, the saturation operating time of a saturable reactor is found by making the charge electrical potential difference of a capacitor C0 into a parameter. Within the limits which makes a minimum time amount which added the charging time value of a capacitor to this, and makes an upper limit time amount adding time amount until reflective energy returns to this is written as flow time amount. Compared with the conventional method which detects the discharge current of a capacitor with a current transformer, and finds the flow time amount of a solid state switch, flow time control is ensured and there is effectiveness of a miniaturization and cost reduction.

[Translation done.]

*** NOTICES ***

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

Drawing 1] The equipment configuration Fig. showing the operation gestalt of this invention.

Drawing 2] The related Fig. of the flow time amount operation in an operation gestalt.

Drawing 3] The block diagram of the conventional pulse power unit (the 1).

Drawing 4] The block diagram of the conventional pulse power unit (the 2).

Drawing 5] The conventional flow time amount arithmetic circuit.

[Description of Notations]

- 1 -- Pulse generating circuit
- 2 -- Battery charger
- 31-33 -- Magnetic-pulse compression circuit
- 4 -- Load
- 5 -- Discharge-starting timing detector
- 6 -- Flow time amount operation part
- 7 -- Electrical-potential-difference detector
- 8 -- Flow time amount operation part
- 9 -- Gate mechanical component

[Translation done.]

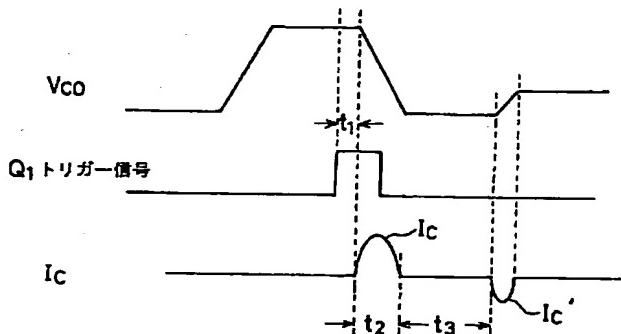
* NOTICES *

JPO and NCIPPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

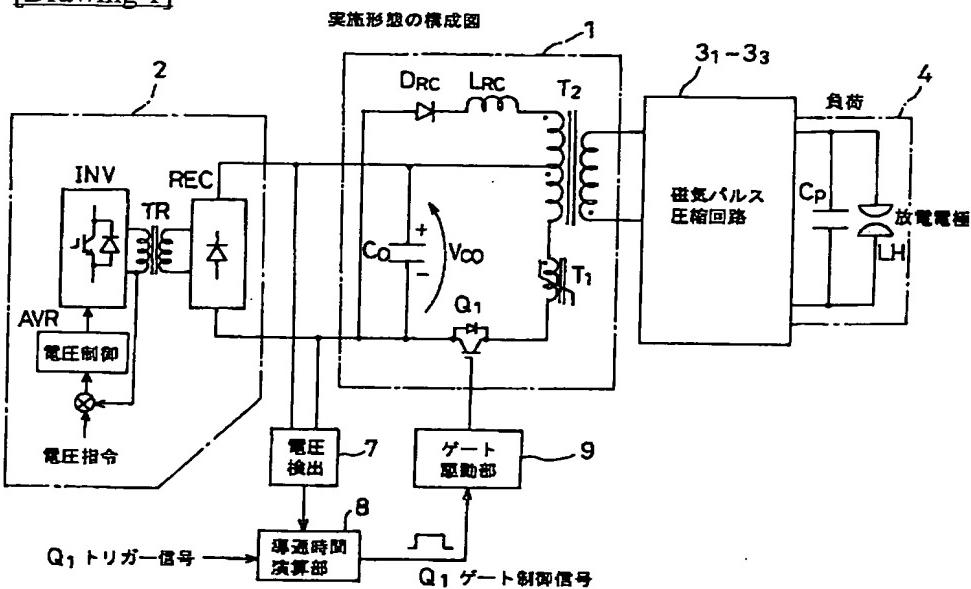
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

[Drawing 2] 導通時間演算の関係図

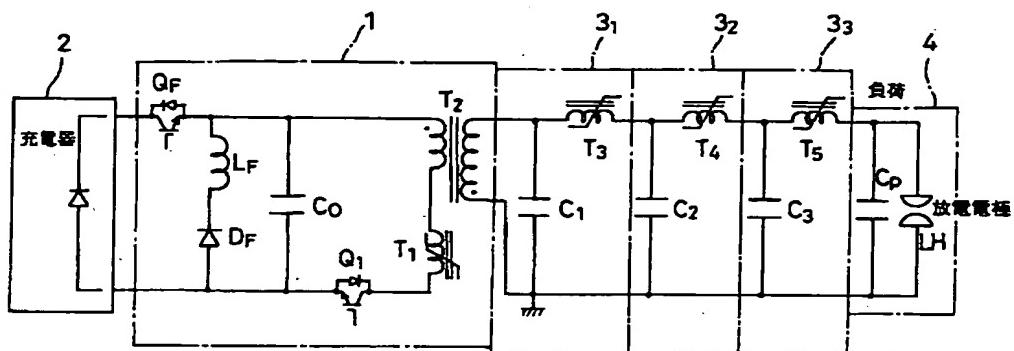


[Drawing 1]



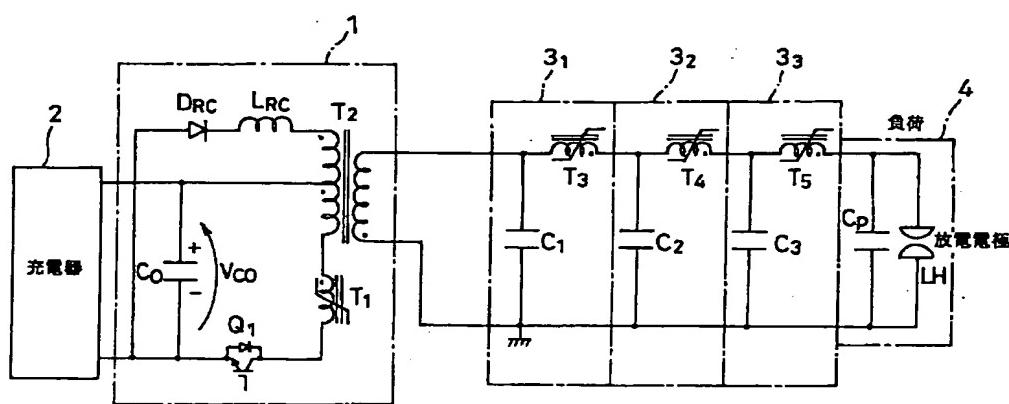
[Drawing 3]

従来のパルス電源装置の構成図（その1）



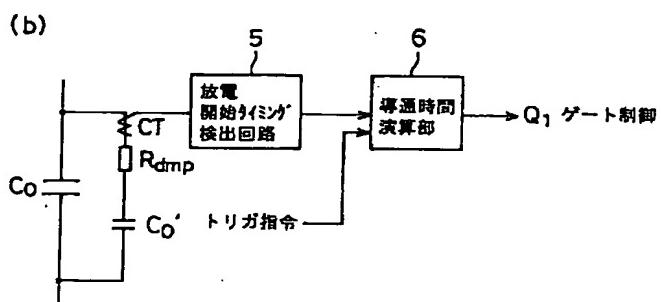
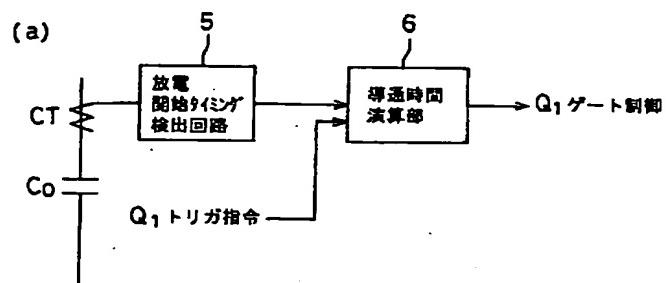
[Drawing 4]

従来のパルス電源装置の構成図（その2）



[Drawing 5]

従来の導通時間演算回路



[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号
特開2003-338648
(P2003-338648A)

(43) 公開日 平成15年11月28日(2003.11.28)

(51) Int.Cl.
H 01 S 3/097
H 02 M 9/04
H 03 K 3/53

識別記号

F I
H 0 2 M 9/04
H 0 3 K 3/53
H 0 1 S 3/097

データコード(参考)
5F071
5H790

審査請求 未請求 請求項の数 2 OL (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願2002-144152(P2002-144152)

(71) 出願人 000006105

(22) 出願日 平成14年5月20日(2002.5.20)

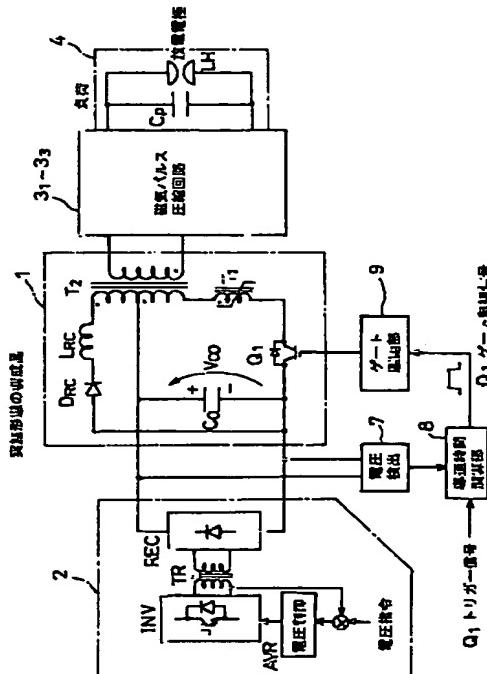
東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 17 号
(72) 発明者 片岡 康夫
東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 17 号 株式会社明電舎内
(72) 発明者 小金澤 竹久
東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 17 号 株式会社明電舎内
(74) 代理人 100062199
弁理士 志賀 富士弥 (外 1 名)

(54) 【発明の名称】 バルス電源装置

(57) 【要約】

【課題】 パルス発生回路1はパルスransistor T2に3次巻線を設け、パルス電流の発生後に半導体スイッチQ₁をオフ制御した状態で、負荷側からの反射エネルギーを該3次巻線からコンデンサC₀を通した振動電流で初期充電方向に充電する装置において、スイッチQ₁の導通時間制御を確実かつ簡単にする。

【解決手段】 電圧検出回路7はコンデンサの電圧 V_{c0} を検出する。導通時間演算部8は、トリガー信号でスイッチQ₁をオン制御したタイミングから、電圧 V_{c0} をバラメータとして可飽和リアクトルT₁の飽和動作までの時間 t_1 と、この飽和動作でコンデンサが放電動作完了するまでの時間 t_2 とを加算した時間($t_1 + t_2$)を下限とし、コンデンサの放電動作完了から反射エネルギーが戻ってくるまでの時間 t_3 を下限時間に加えた時間($t_1 + t_2 + t_3$)を上限とする導通時間を求める。電圧検出に代えて、充電器2の電流指令値等にすることを含む。



【特許請求の範囲】

【請求項1】充電器によってコンデンサを所定電圧まで充電し、このコンデンサに半導体スイッチとパルスランスおよび可飽和リクトルを直列接続し、該半導体スイッチのオン制御と該可飽和リクトルの飽和動作でパルス電流を発生するパルス発生回路と、前記パルスランスの二次側に得るパルス電流を磁気パルス圧縮して負荷に供給する磁気パルス圧縮回路とを有し、前記パルス発生回路は前記パルスランスに3次巻線を設け、パルス電流の発生後に前記半導体スイッチをオフ制御した状態で、前記負荷側からの反射エネルギーを該3次巻線から前記コンデンサを通した振動電流で該コンデンサを初期充電方向に充電する回路を備えたパルス電源装置において、

前記半導体スイッチをオン制御したタイミングから、前記コンデンサの初期充電電圧をパラメータとして求める前記可飽和リクトルの飽和動作までの時間 t_1 と、該可飽和リクトルの飽和動作で前記コンデンサが放電動作完了するまでの時間 t_2 とを加算した時間($t_1 + t_2$)を下限とし、

該コンデンサの放電動作完了から前記反射エネルギーが戻ってくるまでの時間 t_3 を前記下限時間に加えた時間($t_1 + t_2 + t_3$)を上限とする導通時間を求め、この導通時間だけ前記半導体スイッチをオン制御する導通時間演算手段を設けたことを特徴とするパルス電源装置。

【請求項2】前記導通時間演算手段は、前記コンデンサの電圧を検出する電圧検出回路、または該コンデンサを初期充電する前記充電器の電圧指令値もしくはその電圧検出回路から得て前記時間 t_1 を求ることを特徴とする請求項1に記載のパルス電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電力用半導体スイッチを用いたパルス発生回路と磁気パルス圧縮回路を組み合わせ、狭幅の大電流パルスを発生するパルス電源装置に係り、特に負荷側からの反射エネルギーの処理のための半導体スイッチの導通制御方式に関する。

【0002】

【従来の技術】エキシマレーザ等を駆動するパルス電源装置は、まず、電力用コンデンサを充電器にて所定の電圧まで充電した後、トリガ指令によって制御スイッチを点弧させることによってコンデンサからレーザ電極等の負荷に電流パルスを供給する。制御スイッチには、従来のサイラトロンに代わってGTOやIGBTなどの電力用半導体素子を用いることが多い。その理由は、サイラトロンでは、高繰り返し運転時の寿命が短い、ミスファイヤーの発生、フィラメントのヒートアップに時間がかかる瞬時起動ができないといった問題があるためである。

【0003】他方、電力用半導体素子の場合、素子単体

では耐電圧やパルス電流通電能力がサイラトロンに較べて約1桁劣るため、通常はパルストラスによる昇圧と磁気スイッチを用いた磁気パルス圧縮とを併用することで、素子の能力不足を補うことが多い。

【0004】図3はその一例を示す。パルス発生回路1は、初段コンデンサC₀を充電器2により初期充電しておき、半導体スイッチQ₁のオン制御でコンデンサC₀からパルスランスT₂にパルス電流を供給する。

【0005】可飽和リクトルT₁は半導体スイッチQ₁の責務を軽減するものである。すなわち、半導体スイッチQ₁はトリガー信号が印加されてから完全にオンするまでの応答遅れがあり、この間にコンデンサC₀からパルスランスT₂を通してスイッチQ₁に電流が流れると、スイッチQ₁にスイッチング損失が発生し、その温度上昇や熱破壊を招く。そこで、スイッチQ₁が完全にオンするまでの時間だけ、可飽和リクトルT₁が高インダクタンスを呈してスイッチング電流を阻止しておき、その後にリクトルT₁が飽和(低インダクタンス)することで、スイッチQ₁に電流が流れるようにする。このリクトルT₁の磁気スイッチ動作時間は、印加される電圧の大きさと時間の積(電圧時間積)で決まり、スイッチQ₁のスイッチング動作性能とコンデンサC₀の初期充電電圧とを考慮して設計される。

【0006】次に、パルスランスT₂の二次側には3段の磁気パルス圧縮回路3₁～3₃が継続接続され、初段の磁気パルス圧縮回路3₁ではパルスランスPTで昇圧したパルス電流でコンデンサC₁が高圧充電され、このコンデンサC₁の充電電圧で可飽和リクトルT₃がその電圧時間積に従って磁気スイッチ動作することにより、磁気パルス圧縮した狭幅のパルス電流を次段の磁気パルス圧縮回路3₂に供給する。同様に、コンデンサC₂、C₃の高圧充電と可飽和リクトルT₄、T₅の磁気スイッチ動作により、磁気パルス圧縮回路3₂、3₃でパルス幅の磁気パルス圧縮を行う。

【0007】磁気パルス圧縮回路3₃のパルス出力は、レーザヘッドのチャンバなどの負荷4に狭幅・高電圧のパルス電流を供給し、ピーピングコンデンサC_pが一定電圧レベルまで充電されたときに、コンデンサC_pから放電電極(レーザ電極)LHに放電を得る。

【0008】なお、可飽和リクトルT₁、T₃、T₄、T₅は、磁気スイッチ動作後に、逆の磁化方向に飽和させておく磁気リセットがなされる。

【0009】以上のように、パルス電源装置は、パルスランスT₂による昇圧回路と磁気スイッチによるパルス圧縮回路を併用してレーザが必要とする電圧とパルス幅のエネルギーに変換して、レーザ電極に注入している。

【0010】ここで、負荷4に注入されたエネルギーが100%消費されることなく、一部のエネルギーは反射して電源側にもどってくる。この反射エネルギーはコ

ンデンサ $C_3 \rightarrow C_2 \rightarrow C_1 \rightarrow C_0$ と順次逆行していくが、各コンデンサの電圧の極性は負荷にエネルギーを供給するときとは反対の極性になる。そこで、最終的にコンデンサ C_0 に戻ってきたエネルギーを次のパルスエネルギーの一部として回生させるためには、反射エネルギーで逆極性に充電されたコンデンサ C_0 の電圧を反転させる回路が必要となる。

【0011】この回路は図3中のダイオード D_F とリアクトル L_F および半導体スイッチ Q_F で構成される。リアクトル L_F はコンデンサ C_0 の充電でそれとの間に共振振動電流を発生させ、ダイオード D_F は半周期の振動電流でコンデンサ C_0 が電圧反転したときの再反転を阻止する。半導体スイッチ Q_F はコンデンサ C_0 の反転動作時にはオフ制御され、コンデンサ C_0 から充電器2の出力端に設けられる整流素子を通して反転電流が流れのを阻止し、整流素子を過電流から保護する。なお、半導体スイッチ Q_F に代わって限流リアクトルを設ける場合があるが、この場合は充電器2からコンデンサ C_0 への充電電流ループにインダクタンスが入るため、充電電圧精度が劣化するという問題が生じる。

【0012】図4は、他の従来回路を示す。同図では、昇圧用のパルストラ ns T_2 に3次巻線を設け、これにダイオード D_{RC} とリアクトル L_{RC} を介してコンデンサ C_0 に直列接続回路を形成し、コンデンサ C_0 からコンデンサ C_1 へのパルス電流供給後に半導体スイッチ Q_1 をオフにしておき、その後に反転エネルギーがコンデンサ C_1 に戻ったときに、3次巻線→コンデンサ $C_0 \rightarrow$ ダイオード $D_{RC} \rightarrow$ リアクトル L_{RC} のループで振動電流を流すこと、コンデンサ C_0 にその初期充電時と同極性で充電する（例えば、特願平11-205567号）。

【0013】この方式は、図3の半導体スイッチ Q_F に相当する制御スイッチが不要になり、しかもコンデンサ C_0 は逆極性に充電されないことから、必要な耐電圧が下がり、小型・軽量化およびコスト低減に大きな効果がある。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】上記のように、図4の反射エネルギーの処理方式は、図3の方式のそれに比べて、半導体スイッチ Q_F を不要にし、また、コンデンサ C_0 の小型・軽量化・コスト低減に優れるが、以下の不都合があった。

【0015】コンデンサ C_0 に負荷からの反射エネルギーを同極性で戻すためには、半導体スイッチ Q_1 はコンデンサ $C_1 \rightarrow C_0$ へのエネルギー移行前にオフ状態にしていなければならない。このため、スイッチ Q_1 としては、パルス発生時にオンさせ、コンデンサ C_0 のエネルギーが $C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow C_3 \rightarrow C_P$ を経て放電電極 L_H に注入され、そこで消費されなかったエネルギーが負荷から反射して $C_P \rightarrow C_3 \rightarrow C_2 \rightarrow C_1$ への移行（電正極性は逆向き）が終わるまでに、ターンオフしていなければならず、そ

の時間は高々数 μ s 秒～20 μ 秒の範囲であり、微妙なゲート制御が必要となる。

【0016】実際の回路では、スイッチ Q_1 ではゲートにオフ信号を入力してから非導通状態になるまで1～3 μ 秒の遅れ時間があるため、コンデンサ C_0 のエネルギーが C_1 に移行し終わったら瞬時にゲートにオフ命令を入力する必要があり、確実なオフタイミング制御が難しくなる。

【0017】また、図3および図4に示すパルス発生回路1では、スイッチ Q_1 のスイッチング損失を低減するための可飽和リアクトル T_1 が設けられる。このリアクトル T_1 は、数 kHz オーダーの高い繰り返し運転するパルス電源の場合、現実の電力用半導体素子ではスイッチング時間0という理想的なスイッチングが不可能な以上、必要不可欠な存在であり、リアクトル T_1 はコンデンサ C_0 の充電電圧の大小によってその鉄心が非飽和から飽和に変化する時間が変化する。そこで、スイッチ Q_1 のゲートにオン信号が入力されたタイミングが分かっても、コンデンサ $C_0 \rightarrow C_1$ への移行電流の流れ始めのタイミング、ひいては終了時のタイミングも掴むことはできない。

【0018】一方、移行電流の持続時間はコンデンサ C_0 と C_1 の直列合成電容と鉄心飽和時のリアクトル T_1 と配線の浮遊分の合成インダクタンスとの共振周期から一意的に決まるから、回路定数と配線等の構造が固定されれば、移行電流の持続時間も一定になり、事前に把握できる。

【0019】以上のことから、コンデンサ $C_0 \rightarrow C_1$ への移行電流終了時のタイミングを把握してオフ信号を入力するには、リアクトル T_1 の鉄心が飽和してコンデンサ $C_0 \rightarrow C_1$ への移行電流の流れ始めのタイミングが分かれればよいことになる。

【0020】したがって、図5の(a)に示すように、コンデンサ C_0 にCT（カレントトランスマスター）を設け、この検出電流から放電開始タイミング検出回路5でコンデンサ $C_0 \rightarrow C_1$ への移行電流の流れ始めのタイミングを検出し、導通時間演算部6では Q_1 トリガー信号のタイミングから放電開始タイミングまでの時間を検出し、この時間に負荷側への移行電流の持続時間を考慮して Q_1 の導通時間を求め、この導通時間でスイッチ Q_1 のゲート制御信号を発生することが考えられる。しかし、コンデンサ $C_0 \rightarrow C_1$ への移行電流のピーク値は数 kA オーダーになることが多く、大型 CT を必要とするし、それなりの大きさの設置スペースが必要となる。

【0021】そこで、実際の装置では、図5の(b)に示すように、コンデンサ C_0 と並列に小容量の補助コンデンサ C_0' を設け、その放電電流を小型のCTで検出することで、コンデンサ $C_0 \rightarrow C_1$ への移行電流の流れ始めのタイミングを掴むことが考えられる。なお、Rdm_p は、コンデンサ C_0 と C_0' 間で流れる振動電流抑制用

のダンピング抵抗である。

【0022】しかしながら、いずれにしてもコンデンサC₀→C₁への移行電流の流れ始めのタイミング検出のために、余分な回路部品を追加が必要で、スペースとコスト高の一因となっていた。

【0023】本発明の目的は、パルス発生回路のトリガ一用半導体スイッチの導通時間制御を確実にかつ簡単にしたパルス電源装置を提供することにある。

【0024】

【課題を解決するための手段】本発明は、前記の課題を解決するため、コンデンサC₀の放電動作を検出することでスイッチQ₁の導通時間を求めるのに代えて、トリガー指令でスイッチQ₁がオン動作した後の可飽和リアクトルT₁の飽和動作時間がその電圧時間積で決まること、コンデンサC₀の放電時間がLC回路定数ではほぼ一定になること、および負荷側からの反射エネルギーが戻ってくるまでの時間が回路構成ではほぼ決まることに着目し、コンデンサC₀の充電電圧をバラメータとして可飽和リアクトルの飽和動作時間を求め、これにコンデンサの放電時間を加算した時間を下限とし、これに反射エネルギーが戻ってくるまでの時間を加算した時間を上限とする範囲内を導通時間とするようにしたもので、以下の構成を特徴とする。

【0025】(1) 充電器によってコンデンサを所定電圧まで充電し、このコンデンサに半導体スイッチとパルストラnsおよび可飽和リアクトルを直列接続し、該半導体スイッチのオン制御と該可飽和リアクトルの飽和動作でパルス電流を発生するパルス発生回路と、前記パルストラnsの二次側に得るパルス電流を磁気パルス圧縮して負荷に供給する磁気パルス圧縮回路とを有し、前記パルス発生回路は前記パルストラnsに3次巻線を設け、パルス電流の発生後に前記半導体スイッチをオフ制御した状態で、前記負荷側からの反射エネルギーを該3次巻線から前記コンデンサを通した振動電流で該コンデンサを初期充電方向に充電する回路を備えたパルス電源装置において、前記半導体スイッチをオン制御したタイミングから、前記コンデンサの初期充電電圧をバラメータとして求める前記可飽和リアクトルの飽和動作までの時間t₁と、該可飽和リアクトルの飽和動作で前記コンデンサが放電動作完了するまでの時間t₂とを加算した時間(t₁+t₂)を下限とし、該コンデンサの放電動作完了から前記反射エネルギーが戻ってくるまでの時間t₃を前記下限時間に加えた時間(t₁+t₂+t₃)を上限とする導通時間を求め、この導通時間だけ前記半導体スイッチをオン制御する導通時間演算手段を設けたことを特徴とする。

【0026】また、前記導通時間演算手段は、前記コンデンサの電圧を検出する電圧検出回路、または該コンデンサを初期充電する前記充電器の電圧指令値もしくはその電圧検出回路から得て前記時間t₁を求めるこことを特徴とする。

徵とする。

【0027】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の実施形態を示す装置構成図であり、従来の図4の構成とは導通時間演算方式が異なる。

【0028】充電器2は、パルス発生の周期で運転／停止される単相インバータINVと、この出力を昇圧するトランスTRと、この出力を全波整流する整流回路RECによって、整流回路RECに得る高圧直流出力でコンデンサC₀を充電する。このときの充電電圧値は、電圧指令と出力検出電圧とを比較する電圧制御アンプAVRによって制御される。

【0029】電圧検出回路7は、コンデンサC₀の電圧を検出する。この電圧検出回路7は、例えば、分圧抵抗回路を設けた構成、さらには分圧抵抗にそれぞれ並列に検出応答性を高めるためのコンデンサを設けた構成で実現されるが、いずれの構成においても従来の変流器(CT)による電流検出に比べて極めて小型・低コストのもので実現される。

【0030】導通時間演算部8は、スイッチQ₁のトリガー信号でゲートオン制御信号を発生し、このタイミングからの導通時間を演算で求め、導通時間に達したときにゲートオフ制御信号を発生する。ゲート駆動部9は、導通時間演算部8からのゲートオン制御信号からゲートオフ制御信号までの期間だけ、スイッチQ₁をオン制御する。

【0031】この導通時間演算部8の演算を主とするパルス発生動作を、図2を参照して、以下に詳細に説明する。

【0032】コンデンサC₀は、充電器2の運転で初期充電され、その電圧V_{c0}は負荷(レーザ電極)4が必要とするエネルギー量に応じて変更される。コンデンサC₀の充電電圧が設定値まで充電された後、スイッチQ₁をオンさせるべくトリガー信号が与えられる。このトリガー信号は、充電器2の運転／停止制御や電圧指令値の変更、可飽和リアクトルのリセットなどに互いに関連づけられたシーケンス制御で行われる。

【0033】スイッチQ₁のトリガー信号によって、スイッチQ₁がオン制御される。このオン制御タイミングから時間t₁を経て可飽和リアクトルT₁が飽和動作する。この時間t₁は、前記のように、可飽和リアクトルT₁がもつ電圧時間積とコンデンサC₀の充電電圧V_{c0}の値により決まり、次式の関係になり、電圧V_{c0}に反比例する。

【0034】

$$[数1] t_1 = \text{電圧時間積} / V_{c0} \quad \dots (1)$$

次に、可飽和リアクトルT₁は、その飽和動作で低インダクタンスになり、コンデンサC₀から電流I_cの放電動作(パルス発生)を開始する。このときのコンデンサC₀の放電時間t₂は、下記式に示すように、コンデンサC₀

C_0 と C_1 の並列静電容量 C と、可飽和リアクトル T_1 の飽和インダクタンスと配線等の漏遊インダクタンスの合計インダクタンスから決まる共振周波数の $1/2$ 周期で一定となる。

【0035】

$$[\text{数2}] t_2 = \pi (LC)^{1/2} \quad \dots (2)$$

次に、パルス発生回路1で発生したパルスが磁気パルス圧縮回路 $3_1 \sim 3_3$ を経て負荷4となるレーザ電極LHで放電エネルギーとして消費され、その残留エネルギーが磁気パルス圧縮回路 $3_1 \sim 3_3$ を経てパルス発生回路1に反射エネルギーとして戻ってくる。このときの時間 t_3 はコンデンサ C_0 の放電完了から反射エネルギーが戻ってくるまでの時間であり、装置設計に関わるパラメータ（可飽和リアクトル T_3, T_4, T_5 各々の電流時間積）と運転条件（出力パルスのピーク電圧値と負荷からの反射電圧ピーク値）から決まるが、ここでは最短時間となる運転条件（出力、反射とも仕様上の最大値のとき）により決定する。また、反射エネルギーは従来と同様に3次巻線を通して電流 $I_{C'}$ でコンデンサ C_0 を初期充電方向に充電する。

【0036】以上までの一連の動作から、スイッチ Q_1 のオフ制御は、コンデンサ C_0 の放電完了後から反射電流 $I_{C'}$ がパルスransistor T_2 の3次巻線に流れ始めるまでの時間 t_3 の間であればよい。

【0037】そこで、導通時間演算部8は、トリガ信号が与えられたタイミングから時間 t_1 と t_2 を加算した時間を下限とし、これに時間 t_3 を加算した時間を上限とする範囲内をスイッチ Q_1 の導通時間として求める。このうち、時間 t_1 は電圧検出回路7で検出する電圧 V_{CO} をパラメータとして前記(1)式から求められ、時間 t_2 は回路定数 L, C から前記(2)式で求められる。また、時間 t_3 は、回路構成から予め計測できる。

【0038】したがって、導通時間演算部8は、上記の時間 t_1, t_2, t_3 を基に、例えば、 $t_1 + t_2 + t_3/2$

の演算結果を導通時間として求める。なお、この導通時間にはスイッチ Q_1 のターンオフ時間やゲート駆動部9の応答時間等を考慮して求めるのが好ましい。

【0039】以上の実施形態では、時間 t_1 を求めるために、コンデンサ C_0 の電圧検出回路7を設ける場合を示すが、これに代えて、充電器2の電圧指令値やインバータINVの出力電圧検出値を利用することで、電圧検出回路7を省略することができる。

【0040】

【発明の効果】以上のとおり、本発明によれば、コンデンサ C_0 の充電電圧をパラメータとして可飽和リアクトルの飽和動作時間を求め、これにコンデンサの放電時間を加算した時間を下限とし、これに反射エネルギーが戻ってくるまでの時間を加算した時間を上限とする範囲内を導通時間としたため、コンデンサの放電電流を変流器で検出して半導体スイッチの導通時間を求める従来方式に比べて、導通時間制御を確実にしつつ小型化とコスト低減の効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態を示す装置構成図。

【図2】実施形態における導通時間演算の関係図。

【図3】従来のパルス電源装置の構成図(その1)。

【図4】従来のパルス電源装置の構成図(その2)。

【図5】従来の導通時間演算回路。

【符号の説明】

1…パルス発生回路

2…充電器

3₁～3₃…磁気パルス圧縮回路

4…負荷

5…放電開始タイミング検出回路

6…導通時間演算部

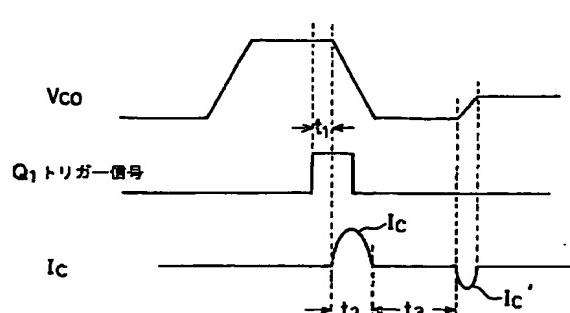
7…電圧検出回路

8…導通時間演算部

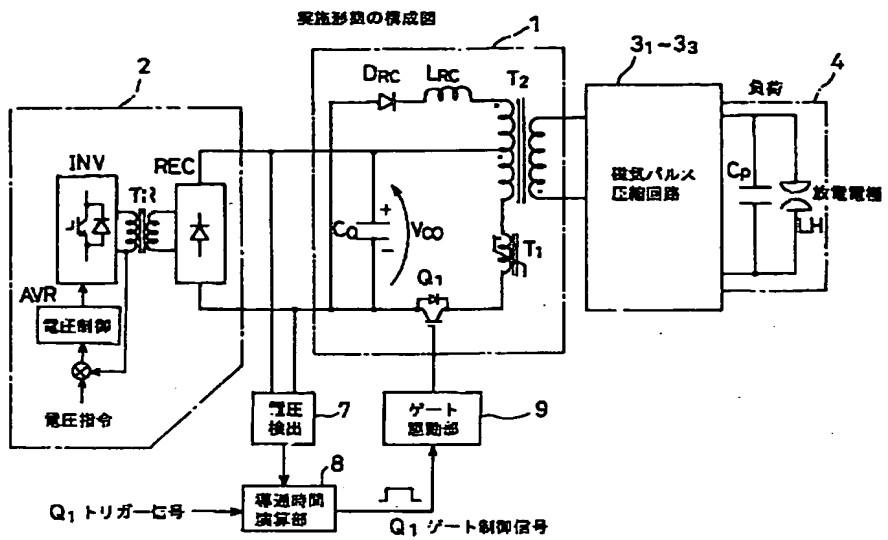
9…ゲート駆動部

【図2】

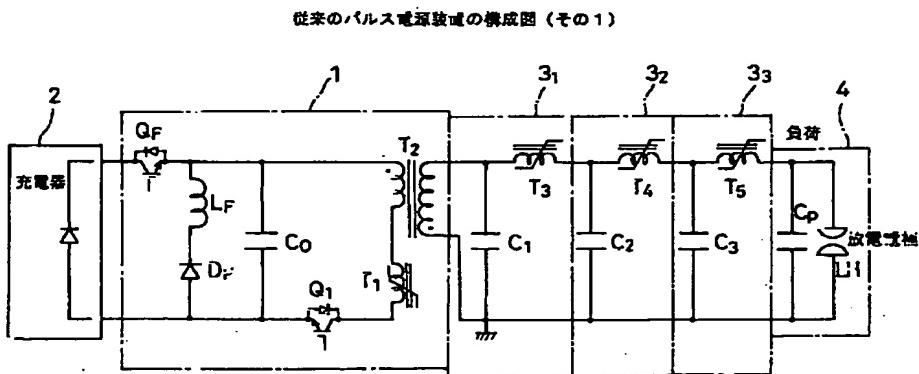
導通時間演算の関係図



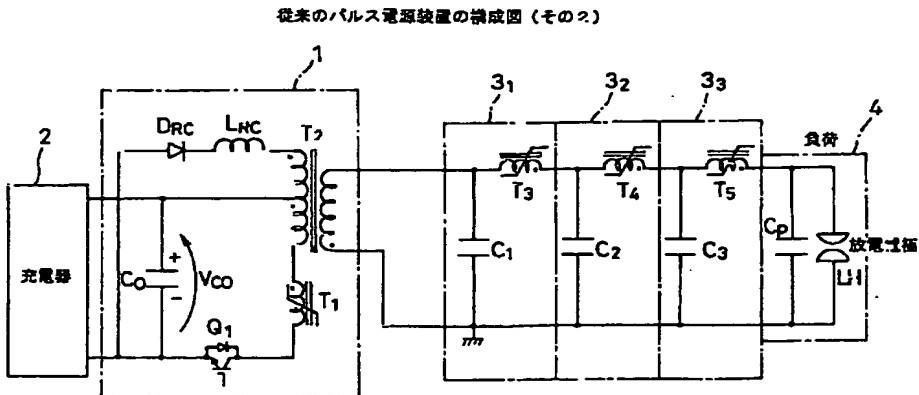
【図1】



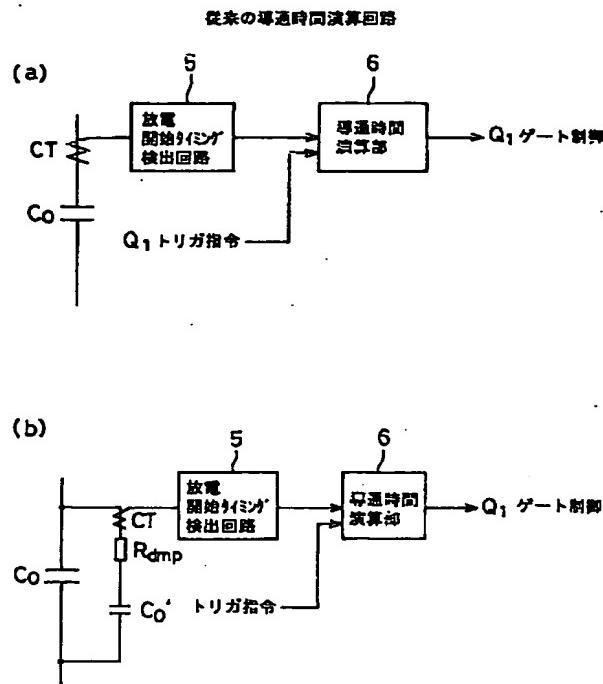
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(72)発明者 長田 俊宏
東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会
社明電舎内

F ターム(参考) 5F071 AA06 GG05 HH03 JJ01 JJ08
5H790 BA02 BB03 BB08 CC01 DD06
EA01 EA02 EA03 EA07 EA15
EB01 EB02